

국내 제안 고스트제거 기준신호의 성능 검토

金基範, 吳鎭誠, 李命煥, 宋東一, 黃有模
三星電子(株) 技術총괄 A/V研究所 映像研究室

I. 서론

텔레비전 방송에 있어서 전송신호가 여러가지 반사체에 의한 다중경로(multi-path) 채널을 통과하면서 발생하는 서로 다른 전파거리와 크기를 갖는 반사파의 영향으로 수신 TV에서는 한화면의 주화상에 여러개의 화상이 동시에 겹치게 되는 고스트(ghost) 현상이 나타난다. 이러한 고스트 현상은 주영상과 밀접한 관계를 갖고 있어서 다른 어떠한 부가 잡음 보다도 화질저하에 주는 영향이 대단히 크며, 또한 문자 다중방송과 같은 정보 서비스 매체의 경우에는 전송부호가 다른부호로 왜곡될 수 있기 때문에 엉뚱한 글자나 도형이 나타나는등의 문제가 생긴다. 특히 우리나라와 같이 산지가 많은 지역이나 점차 고층 빌딩화되어가는 도시에서는 고스트 현상이 발생하기 쉽고, 그 정도가 심각하므로 고스트 제거는 매우 중요한 과제이다.

최근에 디지털 신호처리 기술 및 반도체 기술의 급속한 발달에 따라 고스트제거 장치의 개발이 기술적, 경제적으로 실용화가 가능한 단계에 까지 이르게 되었다. 고스트제거 장치를 효과적으로 구성하여 다중경로 왜곡을 완전히 제거하거나 상당한 수준으로 억제하기 위해서는 다중경로 채널의 특성을 정확히 파악할 수 있는 일종의 training 신호인 고스트제거 기준(ghost cancelling reference:GCR) 신호의 전송이 필요하다. 이러한 GCR 신호는 기본적으로 약신호에서도 잘 동작되어야 하며, 전, 후고스트를 명확히 구분해낼 수 있고, 고스트제거 필터의 계수를 가능한 빨리 계산할 수 있어야 하며, 하드웨어 구성이 간단해야 한다. 또한 최소의 전송 라인을 사용하고,

영상 및 음성등 타신호에 대한 간섭이 없어야 하며, GCR 신호의 삽입·송출이 용이해야 한다.

따라서 본고에서는 반드시 GCR 신호가 갖추어야 할 필요 성능 조건을 기술하였으며, 현재 국내 표준규격 GCR 신호로 제안되어 있는 complementary sequence_GCR(CS_GCR), ternary sequence_GCR(TS_GCR), Huffman sequence_GCR(HS_GCR) 신호 및 일본 표준규격 신호인 Broadcasting Technology Association_GCR(BTA_GCR) 신호의 규격과 다중경로 채널을 특성화하는 알고리즘에 대해 살펴보았다. 그리고 마지막으로 한국형 표준규격 GCR 신호 선정시 우수한 성능을 갖는 신호가 채택될 수 있도록 방향제시를 하고져 미국 표준규격 GCR 신호 선정시 이용하였던 David Sarnoff Research Center(DSRC) 프로그램을 사용한 컴퓨터 모의실험을 통해 위 4가지 GCR 신호의 성능을 비교·평가하였으며, 문제점과 개선방안에 대하여 검토하였다.

II. GCR 신호의 성능 조건

다중경로 채널의 특성을 정확히 파악하기 위한 GCR 신호는 다음과 같은 특징을 갖고 있어야 한다.

[1, 2, 3]

1. 에너지가 충분히 커야 한다.
2. 전, 후고스트 검출이 명확해야 한다.
3. 채널특성화(channel characterization)후 주파수 응답 특성이 고역 성분까지 평탄하고, 지연특성도 일정해야 한다.

- 4. 낮은 S/N의 수신 입력신호에서도 정확한 고스트 검출이 가능해야 한다.
- 5. 작은 레벨의 고스트도 검출이 가능해야 한다.
- 6. 다수의 고스트 검출이 가능해야 한다.
- 7. 넓은 고스트 검출 범위의 확보를 위해 신호 길이가 가능한 짧아야 한다.
- 8. 효과적인 채널 특성화를 위해 비순환(non-cyclic)특성을 가져야 한다.
- 9. 뒷라인에 대한 제약이 없어야 한다.
- 10. vertical blanking interval(VBI) 라인의 사용을 최소화할 수 있어야 한다.
- 11. 타신호와의 간섭이 없어야 한다.
- 12. 하드웨어의 구현이 가능한 간단해야 한다.
- 13. 동기신호로의 사용 가능성이 있어야 한다.

Ⅲ. GCR 신호의 규격

BTA_GCR, CS_GCR, HS_GCR, TS_GCR등 4가지 GCR 신호들에 대한 발생 방법 및 규격은 다음과 같다.

1. 신호 생성 방법

1) BTA_GCR

BTA_GCR신호는 GCR 파형과 zero-pedestal 파형이 한쌍으로 이루어져 있다. 그중에서 GCR 파형은 다음과 같은 함수 $f(n)$ 으로 부터 발생 시킨다.

$$f(n) = \frac{\sin[\omega_1(\Delta t n - t_0)]}{\omega_1(\Delta t n - t_0)} \times h(n) \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \tag{1}$$

$$\Delta t = \frac{1}{4f_{sc}}, \quad \omega_1 = 2\pi f_1, \quad f_1 = 265.5f_h \approx 4.177447\text{MHz}$$

에서 4.17744MHz로 대역 제한된 $\sin x/x$ 함수를 $4f_{sc}$ 로 샘플링한후 window 함수 $h(n)$ 을 취한다.

$f(n)$ 을 적분함으로써 최종적으로 BTA_GCR 파형이 얻어진다.

$$\text{BTA_GCR} = \frac{f(n)}{1-D} \tag{2}$$

여기서 $1/(1-D)$ 은 $4f_{sc}$ rate에서의 이산 적분(discrete integral) 동작이다. 이때 심각한 고스트 발생시 수신단에서의 비선형 왜곡을 가능한 피하기

위해서 신호의 최대 크기가 75IRE를 넘지 않도록 제한한다.^[4]

2) CS_GCR

CS_GCR 신호는 서로 상보(complementary)관계를 갖는 2개의 시퀀스 파형이 한쌍이 되어 이루어져 있다. 시퀀스 발생 방법은 다음과 같다.

일반적으로 binary(2진) 시퀀스는 자기상관 함수에서 원점을 제외하고는 그 크기가 매우 작으므로 그 시퀀스의 시간축 천이 항(time-shifted version)으로 부터 쉽게 구분이 가능하다. Correlation에 의한 채널 특성화를 하기 위해 사용되는 이상적 전송 시퀀스는 zero linear autocorrelation(ZLA) 특성을 가져야 한다. 즉 그 시퀀스의 모든 시간축 천이 항의 autocorrelation이 zero이어야 한다. 그러나 어떤 2진 시퀀스도 선형 autocorrelation에서 ZA를 갖지 못하나, 2개의 선형 auto correlation의 합이 ZA특성을 갖는 시퀀스 집합이 있다. 이에 대한 정의는 다음과 같다.

같은 길이를 갖는 2진 $[\pm 1]$ 시퀀스의 한 집합이 그 각각에 대응되는 선형 autocorrelation의 합이 zero-shift term 이외에서 모두 0이 되면 이 집합은 complementary라고 한다.^[5] 따라서 이 complementary 특성을 이용하여 길이가 각각 m 인 (A, B)의 basic complementary 시퀀스와 길이가 각각 n 인 (C, D)의 basic complementary 시퀀스로 부터 합성하여 발생 시킨다.^[6]

$$\begin{matrix} a_1^{c_1} \dots a_m^{c_1} b_1^{d_1} \dots b_m^{d_1} & \dots & a_1^{c_1} \dots a_m^{c_1} b_1^{d_1} \dots b_m^{d_1} \\ a_1^{d_1} \dots a_m^{d_1} b_1^{c_1} \dots b_m^{c_1} & \dots & a_1^{d_1} \dots a_m^{d_1} b_1^{c_1} \dots b_m^{c_1} \end{matrix} \tag{3}$$

여기에서

$$x^y = \begin{cases} x & \text{if } y = 1 \\ -x & \text{if } y = -1 \end{cases}$$

위 식을 이용하여 길이가 $2^n 10^m (n, m \geq 0)$ 인 새로운 complementary 시퀀스를 발생시킨다. 현재 CS_GCR 파형에 사용중인 시퀀스는 길이가 128개인 것이나, 실제로는 여기에 "0"을 삽입하는데 이는 전송을 위한 4.2MHz대역의 펄스 성형 필터 처리시 허용 가능한 최대 peak-to-peak IRE로 시퀀스 파형을 증폭하기 위함이다. 따라서 증폭도가 크기 때문에 노이즈에 대한 면역성이 향상되며, 수신측에서는 본래의 시퀀스로 correlation이 가능하다. 이렇게 하여

발생된 시퀀스 파형들을 신호의 최대 진폭이 -15~+95 IRE 범위를 초과하지 않도록 scaling하여 40IRE의 pedestal 레벨에 올리고, NTSC 신호 규격에 맞도록 펄스 성형 필터를 통과 시켜서 CS_GCR 신호를 얻는다.

3) HS_GCR

복소 평면상의 반경이 X, 1/X인 두 원상에서 동일한 각도로 떨어져 존재하는 N개의 근을 갖는 다항식

$$Q = C_0 + C_1D + C_2D^2 + \dots + C_ND^N \quad (4)$$

의 계수 {C₀, C₁, C₂, ..., C_N}은 다음과 같은 auto-correlation 특성을 갖는다.

$$R(n) = \sum_{k=0}^{N-n} C_k C_{k+n} \quad (n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N)$$

$$= \begin{cases} \sum_{k=0}^N |C_k|^2 & (n = 0) \\ 0 & (n = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N-1) \\ -R(0) \frac{X^{-n}}{(1-X^{-2N})} & (n = \pm N) \end{cases} \quad (5)$$

여기에서 계수 {C₀, C₁, C₂, ..., C_N}을 Huffman 시퀀스라 한다. 일반적으로 Huffman 시퀀스는 복소수 값을 가지나, Huffman 시퀀스를 만들때 복소 평면상의 근을 공액 복소수 형태로 취해줌으로 실수값의 Huffman 시퀀스를 구성할 수 있다.^[7] 이러한 시퀀스를 window 함수로 처리하고, rescaling한후 VBI 라인의 수평기간중에 실으면 HS_GCR 신호가 얻어진다.

4) TS_GCR

숫수(prime number) q에 대해 Galois field인 GF(q)상의 원시 다항식(primitive polynomial)을 구해 이 다항식을 이용하여 M-시퀀스를 계산한다. 계산된 M-시퀀스는 다음 관계식에 의해서 ternary 시퀀스인 b_i로 대응된다.

$$Q(\alpha) = \begin{cases} 0, & \alpha = 0 \in GF(q) \\ \psi(\alpha), & \alpha \in G \end{cases} \quad (6)$$

$$b_i = (-1)^{Q(c_i)}, \quad i = \dots, -1, 0, 1, \dots$$

위의 식에서 G는 GF(q)의 0이 아닌 원의 집합, α는 G의 임의의 원, c_i는 GF(q)의 원으로 이루어진 recursive 시퀀스, 그리고 ψ(α) = (-1)^u, 0 ≤ u ≤ q-2로 계산된다. 이와같이 구해진 ternary 시퀀스는 주기

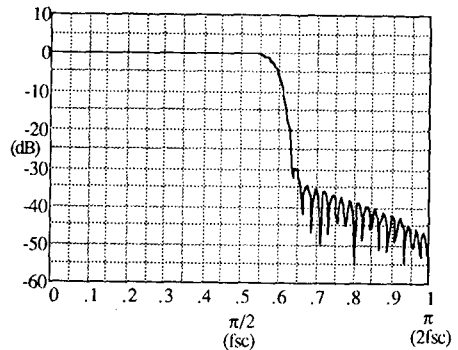
가 N일때 다음과 같은 이상적인 주기적 autocorrelation 함수를 갖는다.^[8, 9]

$$R(m) = \begin{cases} q^{N-1}, & m = 0(\text{mod } N) \\ 0, & m \neq 0(\text{mod } N) \end{cases} \quad (7)$$

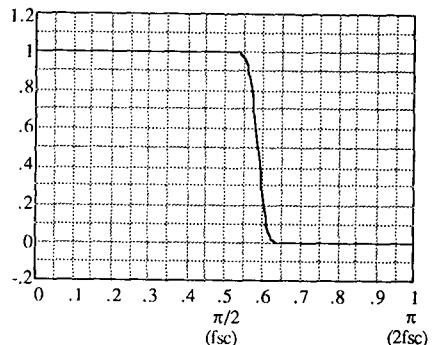
이러한 시퀀스를 적절히 scaling하여 GCR 신호의 최대 진폭이 -15~+95 IRE 범위를 초과하지 않도록 조정후 40IRE의 pedestal 레벨에 올리고, NTSC 신호 규격에 맞도록 펄스 성형 필터를 통과 시키면 TS_GCR 신호가 얻어진다. TS_GCR 신호도 CS_GCR 신호와 같은 의미에서 "0"를 삽입하고 있다.

2. 펄스 성형 필터

GCR 신호를 얻기위한 펄스 성형 필터의 특성은 그림1과 같이 4.18MHz까지 평탄한 특성을 갖는 저역통과 필터이다.

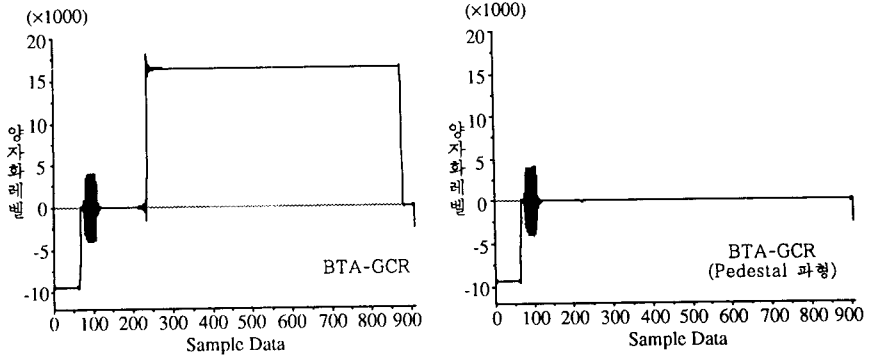


(a) Log Scale

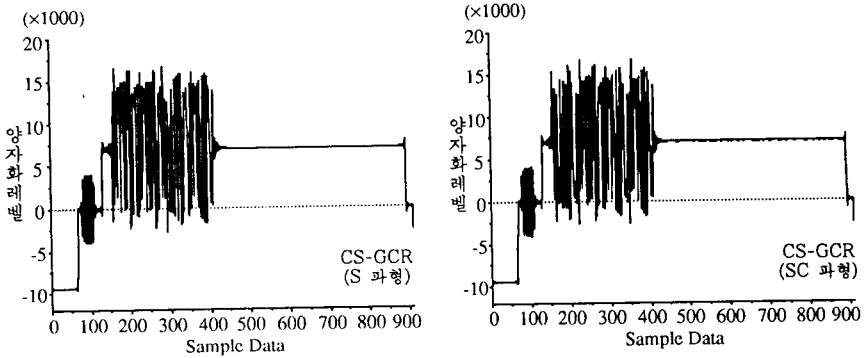


(b) Linear Scale

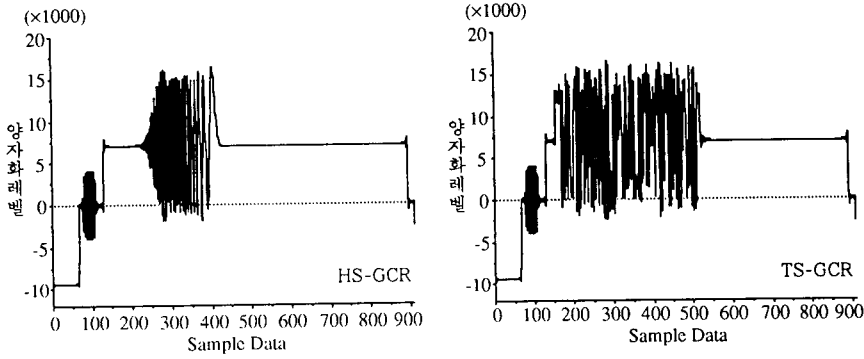
그림 1. 펄스 성형 필터의 특성



(a) BTA_GCR 신호



(b) CS_GCR 신호



(c) HS_GCR 신호

(c) TS_GCR 신호

그림 2. GCR 신호 과형

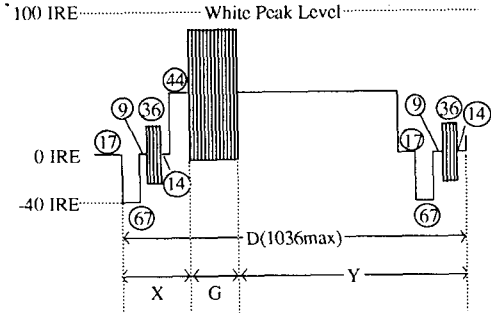
3. GCR 신호 과형

4종류의 GCR 신호에 대한 과형은 그림2와 같다.

4. GCR 신호의 삽입 위치

상기 4종류의 GCR 신호들은 기본적으로 8필드 시

퀀스로서 구성되며, 한 VBI 기간동안 1개의 TV라인을 점유하며, 어떤 VBI 라인상에도 위치할 수 있으나 매 필드마다 동일한 해당 라인상에 위치하도록 하여야 한다. 그림 3에 VBI내 GCR 신호의 삽입 위치 타이밍을 나타내었다.



D : Data Sample Size
 G : GCR 길이
 X : 전고스트 검출 범위 (X = D-G-Y)
 Y : 후고스트 검출 범위 (Y = D-G-X)
 (○ 내는 $F_s=4f_{sc}$ 인 경우 샘플수)

그림 3. VBI내 GCR 신호 삽입 Timing

이와 같은 테스트 신호 라인뒤에 위치할 경우 고스트에 의해 지연된 테스트 신호는 GCR 신호에 영향을 주게 된다. 이와 같은 신호의 영향과 칼라 버어스트 및 동기신호들을 제거하기 위하여 8필드 시퀀스로서 GCR 신호들을 송출하고, 수신기에서는 pairwise-constant 신호처리 방식을 사용하여 GCR 파형을 검출하고 있다. 표1에 4가지 GCR 신호에 대한 전송 순서와 파형 검출 과정 및 채널 특성화 방법을 나타내었다. [10]

IV. 채널 특성화 알고리즘

다중경로를 통과한 GCR 신호를 포함하고 있는 영상신호가 수신기에서 수신되면 GCR 신호가 실려 있는 VBI 라인들의 데이터를 읽어들이어 8필드 시퀀스의 순서대로 분류한후, 표1과 같이 pairwise-constant 신호처리 연산을 수행하여 테스트신호, 동기신호, 버어스트신호의 영향이 제거된 순수한 고스트가 발생한 GCR 신호만을 얻는다. 이 결과 신호를 이용하여 고스트 제거에 필요한 필터계수를 산출하기 위해서는 채널특성화 처리 과정을 통해서 발생한 고스트의 수, 크기, 지연량등을 정확하게 검출할 수 있는 채널의 임펄스 응답을 얻어야 한다. 이러한 채널특성화 처리 과정은 GCR 신호의 형태에 따라서 크게 미분 연산법(difference method)과 상관 연산법(correlation method)이 있으며, 상관 연산법에는 선형 상관 연산법(linear correlation method)과 순환형 상관 연산법(cyclic correlation method)이 있다.

5. 송출 방법과 GCR 파형 검출 과정

보통 VBI 라인들에는 vertical interval test signal(VITS)라고 불리는 각종의 테스트 신호가 삽입되어 전송되는데 기수 필드와 우수 필드에 대하여 서로 다른 테스트 신호가 삽입되는 것이 보통이다.

표 1. GCR신호 전송 방법과 파형검출 및 채널 특성화 방법

GCR 신호의 전송방법											
		8필드 시퀀스				4필드 시퀀스					
		GCR신호				GCR신호					
T	B	BTA	CS	HS	TS	T	B	BTA	CS	HS	TS
S1	T1	+ GCR	S_GCR	GCR	GCR	T1	+ GCR	S_GCR	GCR	GCR	GCR
S2	T2	- 0	-S_GCR	-GCR	-GCR	T1	- 0	-SC_GCR	-GCR	-GCR	-GCR
S3	T1(T3)	- GCR	SC_GCR	GCR	GCR	T1	- 0	SC_GCR	GCR	GCR	GCR
S4	T2(T4)	+ 0	-SC_GCR	-GCR	-GCR	T1	+ GCR	-S_GCR	-GCR	-GCR	-GCR
S5	T1	+ 0	-S_GCR	-GCR	-GCR						
S6	T2	- GCR	S_GCR	GCR	GCR						
S7	T1(T3)	- 0	-SC_GCR	-GCR	-GCR						
S8	T2(T4)	+ GCR	SC_GCR	GCR	GCR						

GCR 파형 검출 및 채널특성화 방법	
8필드 시퀀스	4필드 시퀀스
BTA_GCR $S_B = \frac{1}{4} \{ (S1-S5) + (S6-S2) + (S3-S7) + (S8-S4) \}$ CC = One Clock Difference of S_B	BTA_GCR $S_B = \frac{1}{2} \{ (S1-S4) + (S3-S2) \}$ CC = One Clock Difference of S_B
CS_GCR $S_{CS} = \frac{1}{4} \{ (S1-S5) + (S6-S2) \}$ $S_{CS} = \frac{1}{4} \{ (S3-S7) + (S8-S4) \}$ CC = $\frac{1}{2} (S_{CS} * S + S_{CS} * SC)$	CS_GCR $S_{CS} = \frac{1}{2} (S1-S4)$ $S_{CS} = \frac{1}{2} (S3-S2)$ CC = $\frac{1}{2} (S_{CS} * S + S_{CS} * SC)$
HS_TS_GCR $S_H = \frac{1}{8} \{ (S1-S5) + (S6-S2) + (S3-S7) + (S8-S4) \}$ CC = $S_H * S$	HS_TS_GCR $S_H = \frac{1}{4} \{ (S1-S4) + (S3-S2) \}$ CC = $S_H * S$

주) GCR : GCR 파형
 0 : Zero pedestal 파형
 T : 전라인 파형(동일 또는 다른 형태의 고정 파형)
 B : 칼라 버어스트의 극성
 CC : Channel characterization
 * : Convolution
 S, SC : 수신측 기준신호

1. 미분 연산법

미분 연산법은 GCR 신호가 어떠한 계단 파형(step plus) 형태일때 사용 가능한 방법으로서 아래의 식과 같이 한클럭 차분(one clock difference)을 구하므로 얻어진다.

입력 GCR 신호를 $x(t)$ 라 하고, 이것의 샘플값을 $X[nTs]$ 라 하면 채널특성화(CC)는

$$CC = X[nTs] - X[(n-1)Ts]$$

n :정수, T_s :샘플링 주기 (8)

가 된다. 이러한 미분 연산법은 채널 특성화후의 처

리이득(processing gain)이 매우 작기때문에 전송도 중 외부 잡음의 영향을 받거나 크기가 작은 고스트가 발생했을 경우 고스트를 빠르고 정확하게 검출하는 것이 불가능하며, 고스트제거를 위한 충분한 S/N비를 확보하기 위해 수십 또는 수백회 평균을 해야하는 번거로움과 고스트 제거시간이 길게 되는등 여러가지 단점이 있다. BTA_GCR 신호가 이 미분 연산법을 사용하여 채널 특성화를 행하고 있다.

2. 선형 상관 연산법

선형 상관 연산법은 GCR 신호가 비주기적인(non-periodic) 시퀀스로 구성되어 있을 경우에 사용하는 방법으로 아래와 같이 간단한 linear convolution에 의해 얻어진다.

고스트가 발생한 GCR 신호를 s(m), 기준 신호를 r(i)라 하면 채널특성화는

$$CC(m) = \sum_{i=0}^{P-1} r(i) \cdot s(m-i), \quad 0 \leq m \leq M+P-2 \quad (9)$$

가 된다. M은 s(m), P는 r(i)의 시퀀스 길이이다.

[11] 이러한 선형 상관 연산법은 채널 특성화후의 처리이득이 매우 크기때문에 여러가지 조건의 C/N하에서도 고스트의 정확한 검출과 별도로 처리 없이 전, 후 고스트를 명확하게 구분할 수 있을뿐 아니라 처리방법이 간단하여 고스트 제거 속도가 빠르며, 하드웨어도 간단하게 구성할 수 있다는 장점이 있다. CS_GCR과 HS_GCR 신호가 선형 상관 연산법을 사용하여 채널 특성화를 행하고 있다.

3. 순환형 상관 연산법

순환형 상관 연산법은 GCR 신호가 주기성을 갖는 시퀀스로 이루어져 있을때 사용하는 방법으로 아래와 같이 cyclic convolution에 의해 얻어진다.

고스트가 발생한 GCR 신호를 z(m), 기준 신호를 y(m)이라 하면 채널특성화는

$$CC(m) = \sum_{h=0}^{N-1} z(h)y(m-h), \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (10)$$

가 된다. 여기서 N은 시퀀스의 길이이다. [11] 이러한 순환형 상관 연산법은 채널 특성화후의 처리이득은 크나, 주기성 때문에 전, 후고스트를 명확하게 구분하지 못하는 심각한 문제점이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 일반적으로 shift-add 방법을 사용

하는데 이러한 방법은 연산량이 많고, 처리방법이 복잡하여 고스트 제거 속도가 느리고, 하드웨어가 복잡하게 되는 단점이 있다. TS_GCR 신호가 이러한 순환형 상관 연산법을 이용하여 채널 특성화를 행하고 있다.

V. 컴퓨터 모의실험

본 컴퓨터 모의실험에서는 NTSC 다중경로 채널의 모델링을 이용하여 4가지 GCR 신호에 대한 성능평가 실험을 수행하였다.

1. 시뮬레이션 모델

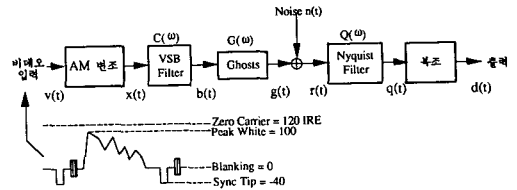


그림 4. NTSC 다중경로 채널 모델

전체적인 NTSC 다중경로 채널 모델은 그림4와 같다. 여기에서 입력 영상신호를 v(t), 이것의 푸리에 변환을 V(ω), 그리고 진폭 변조된 파형을 x(t), 푸리에 변환을 X(ω)라 하자.

$$x(t) = [120 - v(t)] \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (11)$$

$$X(\omega) = [120 - V(\omega)] * [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)] / 2 \quad (12)$$

여기에서 δ(ω)는 delta 함수, ω₀는 각속도로 나타나는 반송파 주파수, *는 convolution이며, 120은 zero carrier의 IRE값이다.

$$X(\omega) = 120 \cdot [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)] / 2 - [V(\omega - \omega_0) + V(\omega + \omega_0)] / 2 \quad (13)$$

C(ω)를 vestigial sideband(VSB) 필터의 주파수 응답이라 하면, 전송된 신호는

$$B(\omega) = X(\omega) \cdot C(\omega) \quad (14)$$

가 된다. 고스트 발생 모델은 다음과 같다.

$$G(\omega) = 1 + \sum_{i=1}^n \mu_i \cdot e^{j\omega\Delta_i} \quad (15)$$

여기에서 n은 고스트 수, Δ_i 는 지연시간, μ_i 는 진폭을 나타낸다. 주의해야할 것은 고스트의 위상은 신호의 주파수와 지연시간에 종속된다는 것이다. 보통 $\omega \cdot \Delta_i$ 가 큰값을 가지므로 고스트의 위상은 Δ_i 의 근사값으로 대체할 수 있다.

노이즈에 대해서는 $(N_0/2)IRE^2/Hz$ 의 전력 스펙트럼 밀도를 갖는 백색잡음을 가정하였다. 이러한 노이즈는 RF노이즈 또는 수신기의 첫번째 진폭단에서 발생한 것으로 추정할 수 있다. 따라서 수신 안테나에서의 신호 $r(t)$ 는 다음과 같다.

$$R(\omega) = X(\omega) \cdot C(\omega) \cdot G(\omega) + (N_0/2) \quad (16)$$

이러한 신호는 Nyquist필터 $Q(\omega)$ 를 거쳐서 synchronous 복조된다. 복조된 신호를 $D(\omega)$ 라 하면

$$D(\omega) = [R(\omega) \cdot Q(\omega)] * \delta(\omega - \omega_0) \quad (17)$$

로 된다. 이것을 다시 표현하면

$$D(\omega) = R(\omega - \omega_0) \cdot Q(\omega - \omega_0) \\ = X(\omega - \omega_0) \cdot C(\omega - \omega_0) \cdot Q(\omega - \omega_0) + (N_0/2) \cdot Q(\omega - \omega_0) \quad (18)$$

이 된다. 상수 120과 $V(\omega)$ 의 부호를 무시하면 다음과 같이 간단화할 수 있다.

$$C(\omega) \cdot Q(\omega) \sim Q(\omega) \quad (19)$$

또한 고스트는 반송파 주파수 ω_0 에 연관하여 표현할 수 있다.

$$G(\omega) \sim 1 + \sum_{i=1}^n \mu_i \cdot e^{-j\omega_0\Delta_i} \cdot e^{j(\omega+\omega_0)\Delta_i} \quad (20)$$

각 고스트의 진폭과 위상각은 함께 복소수 β_i 에 포함시킬 수 있다.

따라서

$$G(\omega - \omega_0) \sim 1 + \sum_{i=1}^n \beta_i \cdot e^{j\omega\Delta_i} \quad (21)$$

$$D(\omega) = \frac{N_0}{2} \cdot Q(\omega - \omega_0) + V(\omega) \cdot Q(\omega - \omega_0) \cdot [1 + \sum_{i=1}^n \beta_i \cdot e^{j\omega\Delta_i}] \quad (22)$$

이다. 이것을 시간영역으로 변환하면

$$d(t) \sim N(t) * q'(t) + v(t) * q'(t) * [\delta(t) + \sum_{i=1}^n \beta_i \cdot \delta(t - \Delta_i)] \quad (23)$$

이 된다. 여기에서 $q'(t)$ 는 Nyquist filter의 복조된 complex 임펄스 응답이다.^[12]

2. GCR 신호의 성능 평가

본 평가에서는 GCR 신호가 반드시 갖추어야할 고유의 성능이 평가될 수 있는 항목들을 설정하여 컴퓨터 모의실험을 통해 각 항목별로 4종류의 GCR 신호에 대해 평가를 실시하였다. 평가의 객관성을 높이기 위해 컴퓨터 모의실험에는 미국내 GCR 신호의 표준 규격신호 제정시 사용하였던 DSRC에서 작성한 프로그램을 이용하였으며, 각 항목에 대한 이론적 정의, 중요성 및 평가 의의 등을 기술하였다.

(1) 실험 조건

- 1) 샘플링 주파수 : 4f_{sc}(910 samples/line)
 - 2) 16bits/sample
 - 3) 사용 라인 수 : 필드당 1H Line(GCR 신호 라인과 뒷라인의 버어스트 신호까지 사용 : 910+135=1045 samples)
 - 4) 신호레벨
 - 1V_{p-p}(140 IRE)
 - +1V=32767
 - -1V=-32768
 - BTA_GCR : 0 ~ +70 IRE
- (over & under shoot 제외)
- CS, HS, TS_GCR : -15 ~ +95 IRE
 - 노이즈 : 백색 Gaussian

(2) 실험 항목

- 1) Scale factor(SF)
- Scale factor는

$$SF = \frac{\text{필드 성형 필터로 처리된 GCR 신호의 peak-to-peak}(s2)}{\text{입력 GCR 시퀀스의 peak-to-peak}(s1)} \quad (24)$$

로 정의 된다. SF는 윗식에서도 알수있는 바와 같이 신호의 진폭 대비 전력효율을 측정하는 항목으로서 통상 샘플링 주기로 발생된 시퀀스들은 넓은 주파수 스펙트럼을 가지고 있으므로 저역통과 필터에 의해 대역 제한하면 샘플간 intersymbol interference가 유발되어 s2>s1인 관계가 된다(SF>1). SF가 커지면 진폭에 대한 전력효율이 감소하게 되므로 가급적 SF를 적게할수록 보다 큰 처리이득을 얻을 수 있다.

- 2) 처리이득(processing gain)

GCR 신호의 주파수 스펙트럼을 A(f), 송신기의 주파수 응답을 H_s(f), 다중경로의 주파수 특성을 H_c(f), 튜너의 주파수 응답을 H_u(f), 수신측 채널 특성화기의 주파수 응답을 B(f)라하면 전체 주파수 응답, T(f)는

$$T(f)=A(f) \cdot H_s(f) \cdot H_c(f) \cdot H_u(f) \cdot B(f) \\ =A(f) \cdot B(f) \cdot H(f), H(f)=H_s(f) \cdot H_c(f) \cdot H_u(f) \quad (25)$$

k=A(f) · B(f), k를 상수라하면

$$T(f)=k \cdot H(f) \quad (26)$$

이다. 여기에서 H(f)는 전체 전달함수이며, k를 처리이득이라 한다.^[13] 이러한 처리이득은 동일한 노이즈 조건하에서라면 클수록 (3)항에서 다룰 S/N 개선도의 향상을 가져오게 된다.

3) S/N 개선도

S/N 개선도는 입력 SNR, S/N_{in}에 대한 출력 SNR, S/N_{out}의 차이로서 다음과 같이 정의된다.

$$S/N \text{ 개선도} = S/N_{out} - S/N_{in} \quad (27)$$

여기에서

$$S/N_{in} = \frac{\text{신호의 peak-to-peak(IRE)}}{\text{입력 노이즈의 rms}} \quad (28)$$

$$S/N_{out} = \frac{\text{채널특성화후 main peak}}{\text{채널특성화후 노이즈의 rms}} \quad (29)$$

이다. S/N 개선도는 윗식에서도 알수있는 바와 같이 노이즈에 따른 입력 대비 채널 특성화후의 S/N 개선도를 측정하는 항목으로서 개선도가 클수록 노이즈에 대한 면역성이 크다는것을 나타내며, 고스트 제거시 제거속도 및 제거효율을 높일 수 있다. 본 실험에서는 여러가지 조건의 S/N_{in}(20, 25, 30, 35, 40dB) 대비 채널특성화후 출력 S/N_{out}의 개선도를 측정 하였다.

4) S/N_{out}=50dB를 얻기 위한 평균화 횟수 (8펄스 기준, S/N_{in}=30dB)

S/N_{in}이 30dB일때 채널 특성화후 S/N_{out}=50dB를 확보하기 위해서는 8펄스 시퀀스를 기준으로 평균을 몇번 반복해야 하는가를 측정하는 것으로서 고스트 제거기에 있어서 제거성능 및 제거속도를 결정하는 GCR 신호의 에너지 효율을 평가하는 기준이다.

5) 직류성분 제거 성능(DC offset error)

+/-로 이루어진 GCR 시퀀스에 있어서 + 요소값을 n, - 요소값을 m이라 하면 이들의 차에 의해서 발생하는 GCR신호 자체의 DC offset error는

$$DC \text{ offset error} = n - m \quad (30)$$

이 된다. DC offset error값이 0이면 + 요소의 값과 - 요소의 값이 같다는 것을 나타내며, DC offset error값이 0보다 크거나 작을 경우에는 +/- 요소중에 어느 하나의 값이 크거나 작다는것을 나타낸다. 이러한 DC offset error값이 0이 아닐 경우에는 DC값에 의해서 검출 가능한 고스트의 크기나 제거후 잔류 고스트 레벨등의 고스트 제거 성능에 영향을 미친다.

6) 입력 노이즈에 따른 GCR 신호의 주파수 특성 변화
여러가지 조건의 입력 노이즈에 따라서 GCR 신호가 갖고 있는 0~4.2MHz 성분의 주파수특성이 어떻게 영향을 받는지를 채널 특성화후의 주파수 스펙트럼의 표준편차(standard deviation:SD)와 normalize된 SD(SD_n)을 측정하므로써 평가한다.

$$SD = \left[\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} E[i]^2 - \left(\frac{\sum_{i=0}^{N-1} E[i]}{N} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (31)$$

$$SD_n = \frac{SD}{\left(\frac{\sum_{i=0}^{N-1} E[i]}{N} \right)} \quad (32)$$

여기에서 N은 4.2MHz까지의 샘플길이, E [i] 는 GCR신호 스펙트럼을 나타낸다.^[14] 이러한 주파수 특성 변화는 고스트제거 성능 및 파형등화 성능에 많은 영향을 미치게 되는데, 변화가 작을 수록 즉, SD_n값이 작을수록 고스트제거 및 파형등화 효과가 크게 나타나게 된다.

7) GCR 효율

GCR 효율은

$$GCR \text{ 효율} = \frac{S/N \text{ 개선도}}{GCR \text{ sequence length}} \quad (33)$$

로 정의 된다. GCR 효율이 클수록 S/N 개선도가 동일한 조건하에서 GCR 시퀀스 길이를 짧게할 수 있으므로 고스트 제거 범위를 더욱 넓게 확보할 수 있고, 또한 동일한 GCR 시퀀스 길이 조건하에서는 S/N 개선도를 더욱 크게 얻을 수 있으므로 고스트 제거 속도 및 제거효율을 향상시킬 수 있다.

8) 고스트 검출 범위

전, 후고스트 검출 범위를 구하는 방법이 그림3에

나타나 있다.

9) 전,후 고스트 검출 명확성

고스트 검출 범위내에서 발생하는 고스트 뿐만이 아니라 자연 현상에서 발생 가능한 즉, 검출 범위의에서 발생하는 고스트에 대해서도 전, 후를 정확하게 구분하여 검출하는가를 측정하기 위한것이다. 만약 검출 범위내에서는 전, 후고스트를 정확하게 검출한다(검출 범위내에서는 shift-add 방식을 이용하여 정확한 검출이 가능함) 할지라도 검출 범위의에서 오검출(전고스트를 후고스트로 잘못 검출)를 하게 된다면 고스트제거 성능에 치명적인 영향을 주게 되기 때문에 본 항목은 GCR 신호의 성능 평가에 있어서 매우 중요하다.

10) 검출가능 최소 고스트 레벨

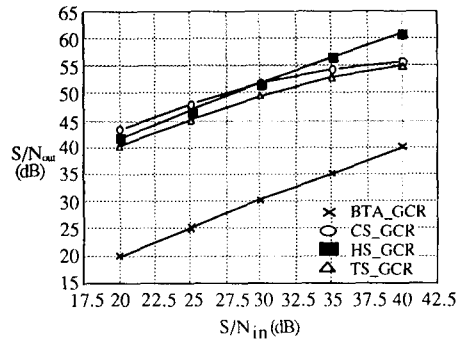
S/N_{in} 이 30 dB일때 검출 가능한 최소 고스트 레벨을 말한다. 실험결과를 토대로 볼때 채널특성화후 S/N_{out}에 대하여 10dB의 검출 여유가 확보되어야만이 안정적으로 고스트 검출이 가능하다.

(3) 실험 결과

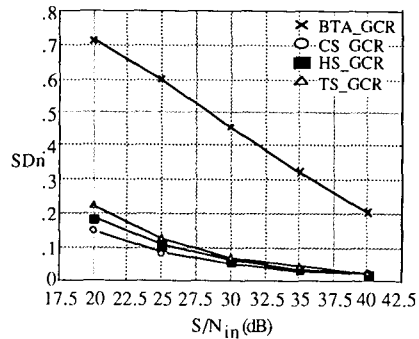
위 5가지 항목에 대한 실험 결과중 1), 4), 5), 7), 8)항에 대하여는 표 2에 나타나 있으며, 2), 3), 6)항에 대하여는 4가지 GCR 신호에 대한 측정치가 그림 5와 그림 6에 나타나 있다. 전체적으로 CS_GCR, HS_GCR, TS_GCR 신호가 BTA_GCR 신호에 비교하여 우수한 성능을 갖고 있음을 알수있다.

그러나 국내 제안된 CS_GCR, HS_GCR, TS_GCR등 3가지 신호만의 비교에 있어서는 2)항의 처리이득과 3)항의 S/N 개선도를 살펴보면 표 2에도 나타나 있듯이 TS_GCR신호의 처리이득이 CS_GCR, HS_GCR신호에 비해 각각 2dB, 5dB가 더 큼에도 불구하고, 오히려 S/N 개선도는 각각 2,

1dB, 2.9dB가 떨어지는 것을 볼수 있는데, 이와 같은 이유는 TS_GCR은 채널특성화시 전, 후고스트를 구분하기 위하여 cyclic correlation후 다수의 shift-add 연산을 추가로 사용해야 하므로 이에 따른 노이즈 증가때문이다. 따라서 TS_GCR신호는 GCR 효율도가 가장 낮으며, 또한 고스트 검출 범위가 CS_GCR 및 HS_GCR신호에 비해 각각 7.7μs 및 4.6μs가 작고, 특히 5. 채널 특성화 알고리즘에서 살펴본 바와 같이 cyclic correlation을 사용하게 되면 cyclic 특성상 전고스트를 후고스트로 오검출하는 현상이 발생하는데, 일례로서 전고스트 검출 범위가 -5μs까지로 한정되어 있을때 진폭:-15dB, 위상: 40°, 지연량이 -5.5μs인 전고스트가 발생했을 경우 CS_GCR 및 TS_GCR 신호를 이용하여 채널 특성화



(a) S/N 개선도



(b) 주파수 특성 변화

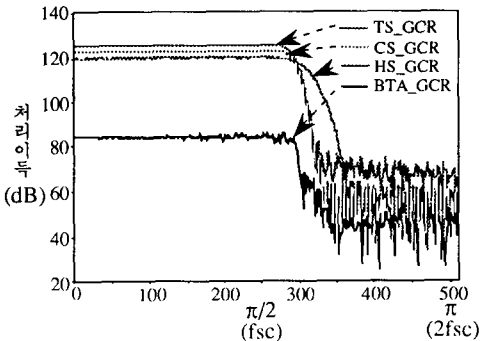
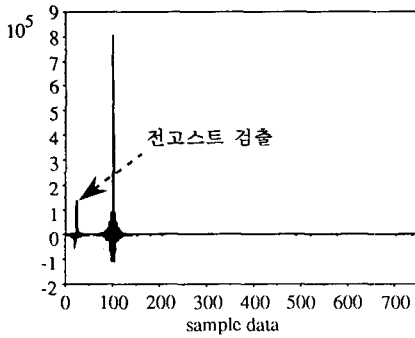
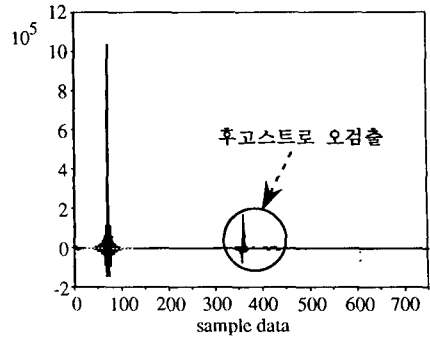


그림 5. GCR 신호별 처리이득 비교 파형

그림 6. 노이즈에 따른 S/N 개선도 및 주파수 특성 변화



(a) CS_GCR 신호의 전고스트 검출 파형



(b) TS_GCR 신호의 오검출 파형

그림 7. 검출 범위 이상의 전고스트에 대한 채널 특성화후의 파형
(진폭 : -15dB, 위상 : 40°, 지연량 : -5μ s)

한 결과 그림7에서 나타난 것처럼 TS_GCR 신호의 경우는 -5.5μ s의 전고스트가 +20.12μ s(366×70ns-5.5μ s = 20.12μ s)의 지연량을 갖는 후고스트로 오검출되는 매우 중요한 문제점이 발생함을 알 수 있다. 이상의 것으로 부터 TS_GCR 신호가 CS_GCR, HS_GCR 신호에 비해 전체적인 성능이 떨어짐을 알 수 있다. 한편 GCR 신호의 특성상 가장 중요한 항목이라 할 수 있는 S/N 개선도, GCR 효율

및 검출범위등 세가지 항목에 있어서는 CS-GCR신호가 HS-GCR신호 보다 성능이 우수함을 알 수 있다.

3. 각 GCR 신호의 문제점 및 개선방안

지금까지 GCR 신호의 성능평가와 생성 방법에 따른 고유의 성질 등에서 나타난 4종류 GCR 신호 각각에 대한 문제점 및 한국형 표준규격 신호로 선정할 경우의 문제점과, 이에 대한 개선 방안을 표3에 나타 내었다.

표 2. GCR 신호 평가표

항목	GCR 신호	BTA-GCR	CS-GCR	HS-GCR	TS-GCR
제안사		일본 BTA	S 사	D 사	G 사
GCR 파형		$\sin x/x$ Bar	Complementary 시퀀스	Huffman 시퀀스	Ternary 시퀀스
시퀀스 길이			256(one zero)	301	366(one zero)
GCR 파형 길이(μs)			약 18	약 15	약 26
GCR 대역폭(-60dB)(MHz)		4.14	4.12	4.33	4.12
GCR 파형 갯수		1	2(S, SC)	1	1
Scale Factor			0.867	1.024	0.892
차이이득(8필드 기준)		기준	BTA+35dB	BTA+32dB	BTA+37dB
S/N 개선도		0dB(기준)	20.8dB	21.6dB	18.7dB
GCR 효율(제이이득/필드)			0.08125dB	0.07176dB	0.05109dB
고스트 검출 범위		-16~+44.7μs	-2~+43.5μs	-2~+40.4μs	-2~+35.8μs
채널 특성화 알고리즘		1-D	Linear Correlation	Linear Correlation	Cyclic Correlation
전, 후고스트 검출 정확성		영역	영역	영역	동일법
전, 후고스트의 정확성		영역	영역	영역	동일법
검출을 위한 별도의 처리		필드처리 무	필드처리 무	필드처리 무	shift+add
DC Offset Error		0	0.0625	0.0968	0.0769
검출 가능 최소 고스트 레벨 (S/N=30dB)		20dB	40dB	41dB	38dB
S/N=50dB를 얻기 위한 필요한 필드 수(8필드기준) (S/N=30dB)		7회	1회	1회	1회
이식형성의 용이		제한있음	제한있음	제한있음	제한있음
검출가능 최대 고스트 수		제한있음	제한있음	제한있음	제한있음
고스트 형태의 제안성		있음	있음	있음	있음
전파의 제안성		fixed form	fixed form	fixed form	fixed form
후파의 제안성		제약 무	제약 무	제약 무	제약 무
사용 TV 라인수		1수정라인/필드	1수정라인/필드	1수정라인/필드	1수정라인/필드
채널 특성화에 필요한 필드 수		4필드	4필드	4필드	4필드
GCR 신호 수(송출 가능 수)		8필드 시퀀스	8필드 시퀀스	8필드 시퀀스	8필드 시퀀스
동률 유지		있음	있음	있음	있음
비신호에의 간섭		있음	있음	있음	있음
필드제수, 소출 연신율		있음	적용	있음	있음
동기신호로의 사용 용이성		있음	용이함	용이함	용이함
Q 채널 신호 사용여부		사용무	사용무	사용무	사용무

※ 고스트 검출 범위 측정은 수신측에서 1K FIFO를 사용했을 경우의 값임.

표 3. 각 GCR 신호의 문제점 및 개선 방안

GCR신호	문제점	개선 방안
BTA_GCR	· GCR신호의 에너지가 작기 때문에 채널 특성화후의 S/N 개선도가 미진하여 노이즈에 대단히 민감하다. · 동기신호로의 사용이 불가능하다.	· 수신측에서 평균화 횟수를 늘려서 개선 가능하나, 이럴 경우에 고스트 제거 속도가 매우 늦어진다.
CS_GCR	· 신호가 S 및 SC 시퀀스 2쌍으로 구성되어 있기 때문에 수신측에서 발생하는 타이밍 jitter에 민감하다.	· 순신속 클럭 발생부를 PLL을 이용하여 타이밍 jitter를 최소화 한다. 그러나 실제로는 전송 중 발생하는 노이즈에 서로 상보되기 때문에 그다지 문제는 되지 않는다.
HS_GCR	· 신호의 시퀀스가 non-binary로 되어 있기 때문에 채널 특성화를 위한 correlation 연산이 복잡해지고, correlator 하드웨어 구현도 복잡해진다. · 현재 미국내 GCR신호 표준규격인 Vessel Chirp 유사 펄스 GCR 신호와 매우 유사하기 때문에 특허저촉 가능성이 매우 큼.	· 대용량, 초고속 processor를 사용하여 해결 가능하다. 상용화 가격이 비싸지게 되는 문제가 있다.
TS_GCR	· 신호의 시퀀스가 cyclic 특성을 갖고 있으므로 채널 특성화시 cyclic correlation을 사용해야 하기 때문에 전, 후고스트 구분이 명확하지 못함.	· Shift & add 방법을 이용하여 전, 후고스트를 구분할 수 있으나 이에 따른 노이즈 증가로 채널 특성화 후 S/N이 저하되어 고스트 제거 성능이 떨어지게 되고 연산량의 증가로 채저속도 증가 및 채널 특성화 알고리즘과 하드웨어 구현이 복잡해진다. 또한 세기 규정 범위를 벗어나서 발생하는 전고스트에 대해서는 후고스트로 오검출되어 발산등의 시스템 에러를 유발시키게 된다.

VI. 결론

이상에서 GCR 신호의 조건, NTSC 채널 모델, 채널 특성화 알고리즘에 대해서 살펴 보았으며, 아울러 국내 표준규격 신호로서 제안된 CS_GCR, HS_GCR, TS_GCR 신호를 비롯해서 일본 표준규격 신호인 BTA_GCR 신호등 4가지 신호에 대해 컴퓨터 모의 실험과 신호 자체의 고유한 성질의 비교를 통한 성능 평가를 실시하였다.

실험결과 및 여러가지 항목에 대한 평가에서 살펴본 바와 같이 CS_GCR, HS_GCR, TS_GCR 신호는 모두 BTA_GCR 신호 보다 매우 우수한 성능을 갖고 있는것을 알수 있으나, 3가지 신호만의 비교에 있어서는 CS_GCR, HS_GCR 신호가 TS_GCR신호 보다 전, 후고스트 구분의 명확성, 고스트 검출 범위, S/N 개선도, GCR 효율, 알고리즘의 간편성 및 필터계수 산출 연산량등 여러면에 있어서 성능이 우수함을 확인할 수 있었다. 또한 HS_GCR 신호는 CS_GCR 신호와 비교하여 알고리즘의 간편성 및 필터계수 산출 연산량에 있어서 성능이 떨어짐을 알수 있으며, 특히 미국 표준규격 신호인 펄프스 GCR 신호(Bessel Chirp-like 신호)와 매우 유사하여 산업 재산권 저촉 가능성이 매우 크다는 문제점이 있다. CS_GCR 신호는 타이밍 jitter에 민감하다는 문제점이 있으나, 이는 실제 방송에 있어서는 노이즈와의 상보관계 때문에 그다지 문제가 되지 않으므로 HS_GCR과 TS_GCR 신호와 비교하여 전체적으로 우수한 성능을 갖고 있음을 알수 있다.

이상의 것을 토대로 현재 TV에 대한 다양한 분야의 사용요구 확대와 이에 따른 ED TV, HD TV의 개발등 화질개선 노력이 활발히 진행되고 있는 가운데, 현 NTSC 방식을 유지하면서 그 가운데서 화질개선을 달성하기 위한 일환으로서 GCR신호를 이용한 고스트제거 시스템 개발이 일본, 미국을 중심으로 상품화 단계에 까지 개발이 진행되어 있어서, 이에 대응코져 국내에서도 1992년 1월 부터 공동개발 위원회를 결성하여 진행하고 있는 국내 고유 표준규격의 GCR 신호 선정 작업에 일조를 하고져 본 보고서를 발표하는 것이다.

감사의 글

본고의 핵심을 이루고 있는 GCR 신호의 성능 측

정을 위해 미국내 표준 규격 GCR 신호 선정시 사용되었던 컴퓨터 모의실험 프로그램을 제공해주신 DSRC 연구소에 감사드리며, 본 실험은 현재 한국방송공사(KBS)와 가진 3사(삼성, 금성, 대우)가 공동으로 참여하고 있는 한국형 고스트제거 시스템 개발의 일부임을 밝힌다.

參考文獻

- [1] D.Koo and S.Herman, "GCR signal requirements," *Philips Laboratories Report*, 1992.
- [2] "Ghost cancelling reference signals," *T3S5 Report-D0c. T3/188*, 1992.
- [3] "A ghost cancelling system(JAPAN)," *CCIR Draft New Recommendation-Document WP 11C/6-E*, 1991.
- [4] Masao Usui, Susum Takayama, "GCR signal insertion systems in TV brodacas-ting station," *ITEJ Technical Report*, vol. 13, no.32, June. 1989.
- [5] C.-C. Tseng and C.L. Liu, "Complementary sets of sequence," *IEEE Trans. Info.Theory*, vol. IT-18, Sep. 1972.
- [6] M.I.E, Golay, "Complementary series," *IRE Trans. Info. Theory*, vol. IT-7, Apr. 1961.
- [7] "Huffman Sequence를 사용한 고스트제거 기준신호 제안서," 대우전자, 1992.
- [8] V.P. Ipaton, "Ternary sequences with ideal periodic autocorrelation properties," *Radio Engng. Electron. Phys.* 24, N. 10, 1979.
- [9] 김창수, 조창길, "3치열을 사용한 새로운 고스트제거 기준 신호," 신호처리 합동 학술 대회 논문집, 1992년 제5권 1호.
- [10] "국내 고스트제거 기준신호 규격 제안서," 삼성전자, 1992.
- [11] Nasir Ahmed, T.Natarajan, "Discrete-time signals and systems," Reston Publishing Company, Inc., 1983.

- [12] C.B. Dieterich, A.L. Greenberg, "Time domain digital simulation of NTSC ghosts," *ICCE Digest of Technical Papers*, 1992.
- [13] J. D. Wang, T. H. S. Chao and B. R. Saltzberg, "Training signal and receiver design for multi-path nel characterization for TV broadcasting," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, Vol. 36, No. 4, Nov. 1990.
- [14] Kees Van Zon, "Program for quantitative evaluation of some GCR characteristics," Philips Laboratories, 1991.
- [15] "Results of computer simulations and laboratory tests of proposed ghost cancelling systems," *Communications Research Centre(CRC)*, 1992.
- [16] Lynn D. Claudy and Stephen Herman, "Ghost canceling: New standard for NTSC broadcast television," *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol.38, No.4, Dec. 1992. Ⓢ

筆者紹介



金 基 範

1962年 5月 2日生

1985年 2月 한양대학교 공과대학 전자공학과 학사

1984年 12月 ~ 현재 삼성전자 A/V연구소, 선임연구원



吳 鎮 誠

1965年 2月 19日生

1989年 2月 연세대학교 전기공학과 석사

1989年 3月 ~ 현재 삼성전자 A/V연구소, 주임연구원



李 命 煥

1964年 3月 7日生

1987年 2月 연세대학교 전자전산기공학과 학사

1987年 1月 ~ 현재 삼성전자 A/V연구소, 주임연구원

筆者紹介



黃 有 模

1956年 10月 15日生

1991年 6月 Polytechnic University, New York(박사)

1982年 2月 ~ 1983年 8月 삼척산업대학교 전기공학과, 전임강사
 1984年 1月 ~ 1986年 6月 Texas A&M University 전기공학과, 조교
 1988年 12月 ~ 1991年 5月 Polytechnic University 전기공학과, 조교
 1991年 7月 ~ 현재 삼성전자 A/V연구소, 수석연구원



宋 東 一

1953年 12月 2日生

1978年 2月 한국과학기술원 전기전자공학과(석사)

1976年 1月 삼성전자 입사
 1981年 9月 삼성전자 종합연구소, 선임연구원
 1984年 9月 삼성전자 종합연구소, 수석연구원
 1992年 9月 ~ 현재 삼성전자 A/V연구소 영상연구실장, 연구위원